



# La conversion fréquence-amplitude instantanée: quelques réalisations

Bernard Teston

## ► To cite this version:

Bernard Teston. La conversion fréquence-amplitude instantanée: quelques réalisations. Travaux Interdisciplinaires sur la Parole et le Langage, 1981, 8, pp.263-303. hal-00285542

**HAL Id: hal-00285542**

**<https://hal.science/hal-00285542>**

Submitted on 5 Jun 2008

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

TRAVAUX DE L'INSTITUT DE PHONETIQUE D'AIX

---

Vol. 8, 1981/82 - Pp. 263-303

LA CONVERSION FRÉQUENCE-AMPLITUDE INSTANTANÉE :  
(QUELQUES RÉALISATIONS)

BERNARD TESTON  
INSTITUT DE PHONÉTIQUE, L.A. 261

...

LA CONVERSION FRÉQUENCE-AMPLITUDE INSTANTANÉE :  
QUELQUES RÉALISATIONS

Résumé

Cet article décrit différentes réalisations de convertisseurs fréquence-amplitude instantanés. Bien que leur champ d'application soit très général, ils sont utilisés ici en tant que fréquencesmètres pour les mesures de la mélodie de la voix, du rythme cardiaque et des potentiels d'action en particulier.

Les principaux types de convertisseurs sont étudiés, testés et composés sur la base des critères suivants : dynamique, linéarité et facilité de réalisation.

SOME METHODS  
OF INSTANTANEOUS FREQUENCY-VOLTAGE CONVERSION

Abstract

The purpose of this paper is to describe instantaneous frequency-voltage converters. Although their use can be extended to general instrumentation, they are here specifically employed for measuring variations of voice pitch, heart beats, and neuro-physiological pikes.

Several types of converters are studied, checked and compared on the basis of the following criteria : range, linearity and building facilities.

... ..

LA CONVERSION FREQUENCE-AMPLITUDE INSTANTANEE :  
QUELQUES REALISATIONS

---

Bernard TESTON

Institut de Phonétique d'Aix, L.A. 261

Introduction

La conversion fréquence-tension ou fréquence-amplitude présente, depuis plusieurs années, un intérêt croissant dans de nombreux domaines de l'instrumentation générale. Des constructeurs de modules hybrides tout d'abord, puis intégrés ensuite, ont proposé des convertisseurs réalisant cette fonction (PHILBRICK 4702, PRANA CM-FT, NATIONAL SEMICONDUCTOR LM 2907, par exemple).

On peut citer comme applications typiques de ces matériels :

- L'exploitation de capteurs à variations de fréquence.
- La discrimination des signaux F.M.
- La visualisation sur galvanomètres ou scopes des variations de fréquence.
- La conversion numérique-analogique.
- En règle générale toute la tachymétrie.
- La transmission de données en milieux bruyants, la conversion fréquence-tension étant associée, dans cette application, à sa réciproque, la conversion tension-fréquence.

Nous nous sommes intéressé à la conversion fréquence-amplitude, pour la réalisation de détecteurs de mélodie de la voix, ainsi que de fréquencemètres, pour la mesure du rythme cardiaque et de la fréquence de signaux électrophysiologiques (potentiels d'action). Ceci explique que la grande majorité des travaux cités en référence traitent du même champ d'application.

Les systèmes décrits dans cette étude doivent permettre la mesure d'une tension proportionnelle à une fréquence, en temps réel, et sans constante de



temps. D'où l'appellation particulière de conversion fréquence-amplitude instantanée.

## 1. - LA CONVERSION ANALOGIQUE :

### 1.1. - Les fréquencemètres à conversion directe :

#### 1.1.1. - Principe de l'intégration d'impulsions : (Figure n° 1)

Si l'on envoie des impulsions de largeur et d'amplitude constantes dans un intégrateur, on obtient une tension continue proportionnelle à la fréquence d'apparition des impulsions. On a donc une conversion fréquence-amplitude. Cette opération est réalisée au moyen d'un monostable, qui permet d'obtenir des impulsions de largeur et d'amplitude constantes, suivi d'un intégrateur. Un filtre passe-bas est en général ajouté à ce circuit pour lisser le signal de sortie (Figure n° 2). Ce moyen de conversion typique fréquence-amplitude est décrit par CAMPBELL (1970) et PARSONS et al. (1971). NELSON (1973), GRAEME (1973, 1977), LONG (1976) et ARBEL (1980) décrivent des convertisseurs F/V de ce type mais avec différentes méthodes de réalisation, appelées "charge balancing technique", entre autres. Tous les modules ou circuits intégrés réalisant la conversion F-V font partie de cette famille. Ils sont caractérisés par une grande dynamique de plusieurs décades en choisissant généralement deux condensateurs. Leur linéarité est très bonne (inférieure à 0,3 % dans les plus mauvais cas). Leur dérive en température est inférieure à  $2 \times 10^{-5}$  °C de la pleine échelle. Leur constante de temps est donnée par la valeur de l'intégrateur RC ainsi que l'ondulation résiduelle qui sans filtrage est de l'ordre de plusieurs dizaines de millivolts R.M.S. Un convertisseur particulier proche de ce principe est proposé par TANAKA et al. (1977). Il consiste à utiliser une ligne à retard pour réaliser une modulation de largeur d'impulsion fonction de la fréquence, la période des impulsions étant constante ainsi que leur amplitude. Après intégration les résultats sont similaires.

#### 1.1.1.1. - Réalisation pratique :

Nous avons réalisé un convertisseur fréquence-amplitude très proche de celui décrit par PARSONS et al. (1971). Le monostable d'entrée est constitué par

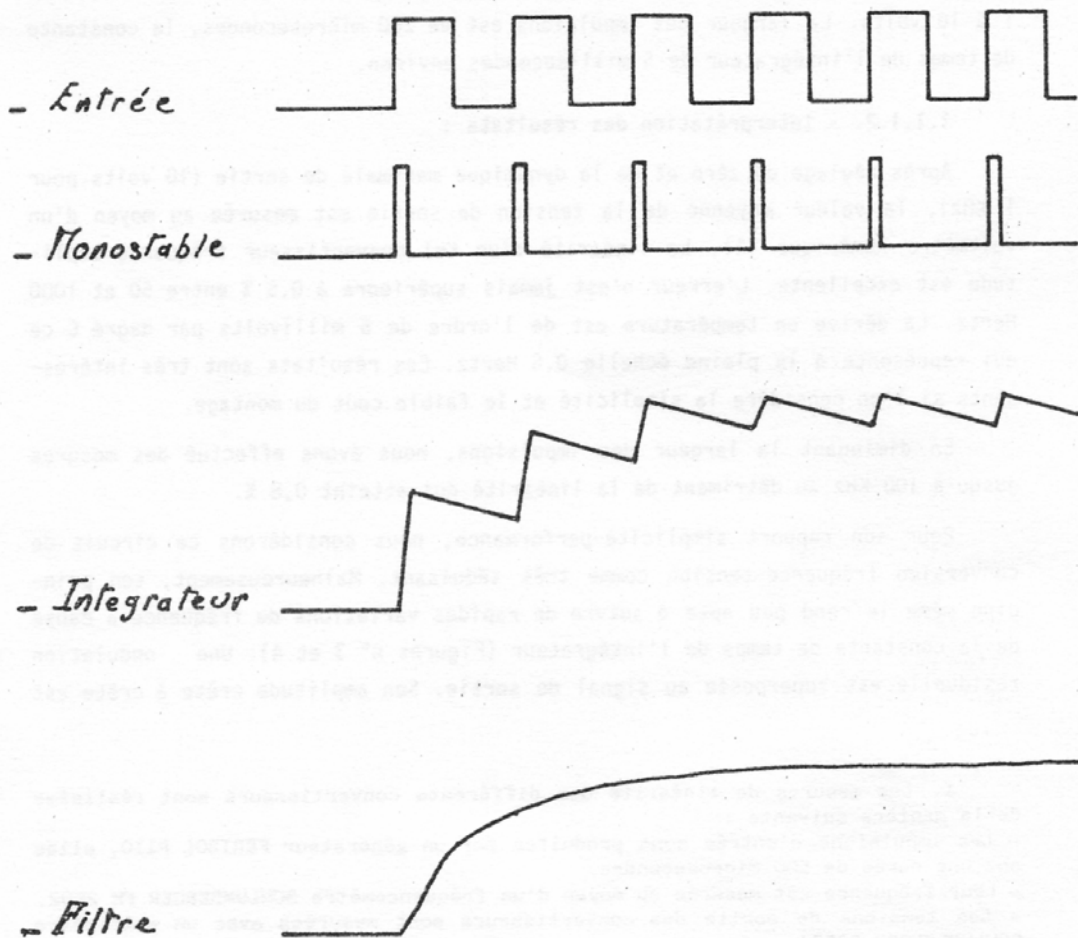
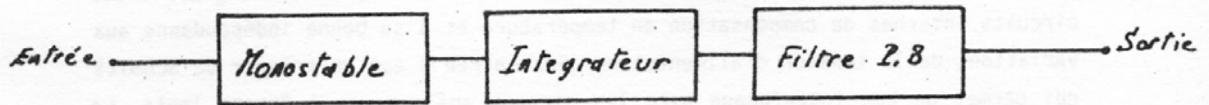


Figure 1 : Schéma de principe d'un convertisseur fréquence-tension à intégration d'impulsions.

un C.I. 74121 qui réalise cette fonction avec une bonne précision, grâce à ses circuits internes de compensation en température et à sa bonne indépendance aux variations de la tension d'alimentation. Son entrée B est un trigger de Schmitt qui permet un bon interfaçage avec les signaux analogiques à fronts lents. La largeur des impulsions fournies par le monostable est ajustable au moyen d'un réseau RC. Les impulsions sont envoyées dans un intégrateur RC exponentiel, par l'intermédiaire d'un amplificateur opérationnel LM 741 CH qui permet de régler la dynamique de sortie. Cette dernière est ajustée pour que la gamme de fréquence comprise entre 100 et 1000 Hertz corresponde à une tension de sortie de 1 à 10 volts. La largeur des impulsions est de 200 microsecondes, la constante de temps de l'intégrateur de 5 millisecondes environ.

#### 1.1.1.2. - Interprétation des résultats :

Après réglage du zéro et de la dynamique maximale de sortie (10 volts pour 1 KHz), la valeur moyenne de la tension de sortie est mesurée au moyen d'un voltmètre numérique (1). La linéarité d'un tel convertisseur fréquence-amplitude est excellente. L'erreur n'est jamais supérieure à 0,5 % entre 50 et 1000 Hertz. La dérive en température est de l'ordre de 6 millivolts par degré C ce qui représente à la pleine échelle 0,6 Hertz. Ces résultats sont très intéressants si l'on considère la simplicité et le faible coût du montage.

En diminuant la largeur des impulsions, nous avons effectué des mesures jusqu'à 100 KHz au détriment de la linéarité qui atteint 0,8 %.

Pour son rapport simplicité-performance, nous considérons ce circuit de conversion fréquence-tension comme très séduisant. Malheureusement, son principe même le rend peu apte à suivre de rapides variations de fréquence à cause de la constante de temps de l'intégrateur (Figures n° 3 et 4). Une ondulation résiduelle est superposée au signal de sortie. Son amplitude crête à crête est

---

1. Les mesures de linéarité des différents convertisseurs sont réalisées de la manière suivante :

- Les impulsions d'entrée sont produites par un générateur FERISOL P110, elles ont une durée de 500 microsecondes.
- Leur fréquence est mesurée au moyen d'un fréquencemètre SCHLUMBERGER FM 2502.
- Les tensions de sortie des convertisseurs sont mesurées avec un multimètre SCHLUMBERGER 7050.

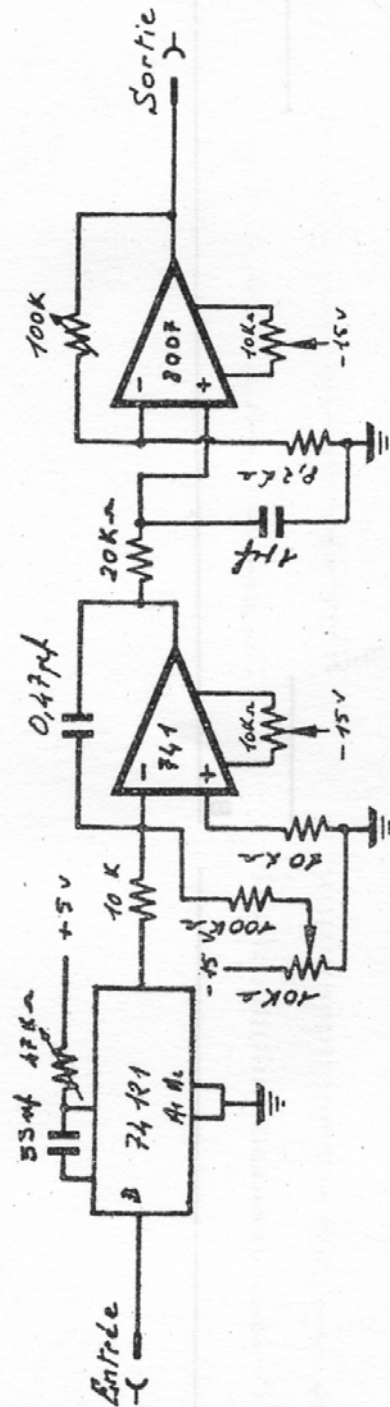


Figure 2 : Circuits du convertisseur fréquence-tension à intégration d'impulsions.

→ ← 50 mV

Hertz

480 —

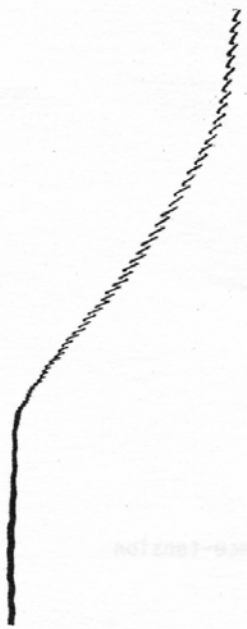
360 —

360 —

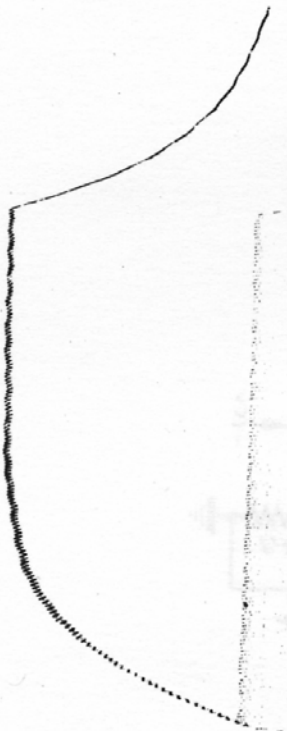
240 —

120 —

100 —



A



B



C

**Figure 3 A : Réponse à un glissando descendant de 400 à 100 Hz.**  
On note dans cet exemple l'importante ondulation résiduelle de l'intégrateur qui atteint 150 mV à 100 Hz.

**Figure 3 B : Mise en évidence du temps de réponse du convertisseur.**  
Train d'impulsions de 225 ms de durée, et de 340 Hz de fréquence. Le temps d'établissement est de 110 ms.

**Figure 3 C : Réponse du convertisseur à de rapides glissandos de fréquence.**  
La différence fondamentale entre ce convertisseur et un convertisseur fréquence-amplitude instantanée est à comparer avec les réponses des figures 10 A, B et C.



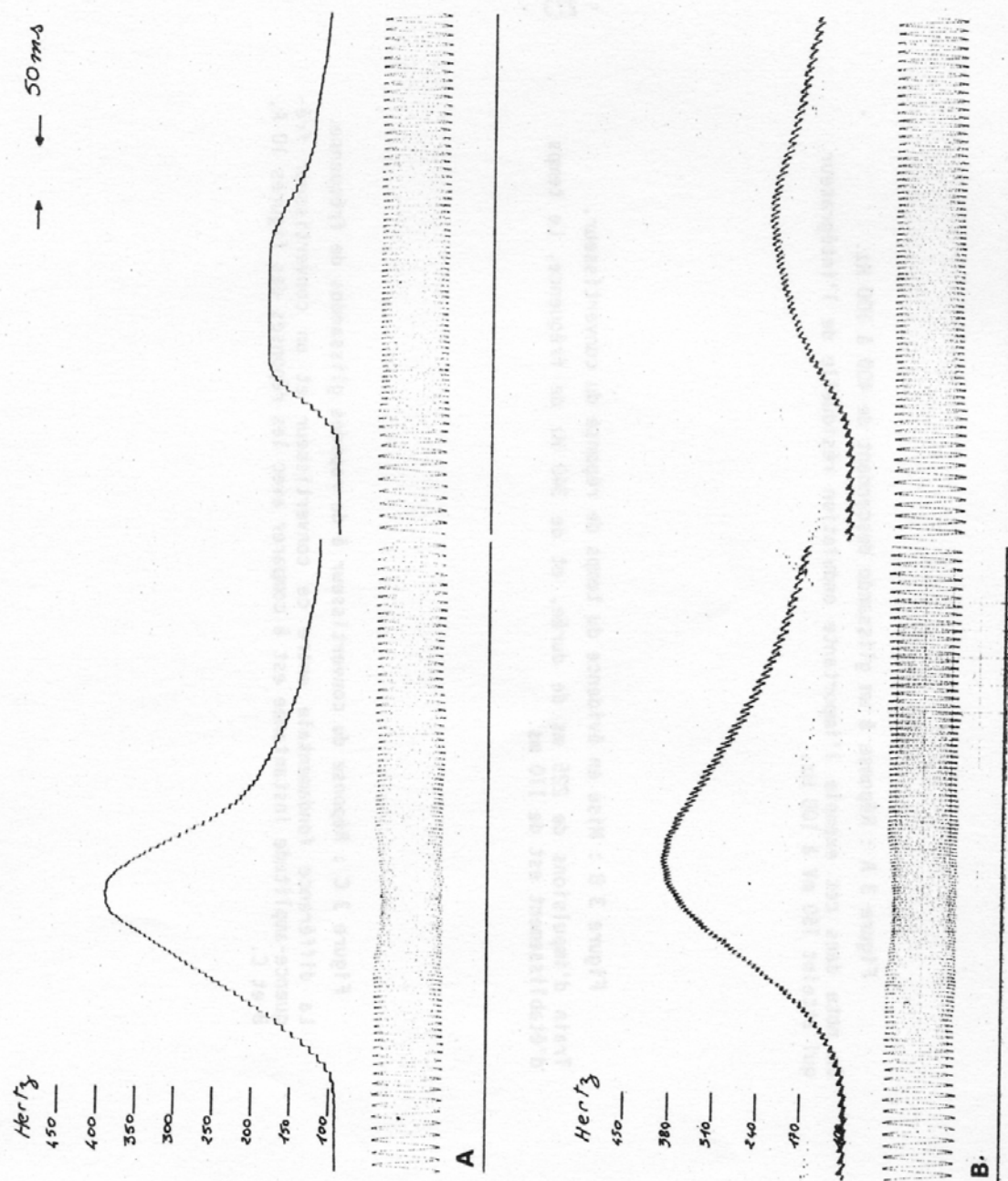


Figure 4 : Comparaison des réponses du convertisseur à intégration d'impulsion (B) avec le convertisseur numérique des figures 17, 18, 19 (A). On remarquera les erreurs considérables que l'on peut effectuer en utilisant un convertisseur non instantané.

inversement proportionnelle à la constante de temps RC, et pour une valeur donnée, inversement proportionnelle à la fréquence.

On peut supprimer cette ondulation au moyen d'un filtre passe-bas mais cela augmente encore le temps de réponse du convertisseur F-V. On peut également la supprimer au moyen d'un circuit échantillonneur bloqueur synchronisé pour ne prendre que les valeurs de crête de la tension. Mais cette manière de procéder complique trop selon nous un système de conversion fréquence-amplitude qui n'est pas instantané. Cependant, ce principe de conversion est très séduisant pour des applications où les variations de fréquence sont lentes, par rapport à la constante de temps de l'intégrateur.

#### 1.1.2. - Convertisseur à décharge hyperbolique :

La fonction  $\frac{1}{x}$  ou hyperbole, ou fonction inverse, permet de réaliser des fréquences instantanées, en donnant une amplitude inverse de la période entre des impulsions. La décharge hyperbolique d'un condensateur chargé par des impulsions de largeur constante donne une tension proportionnelle à leur fréquence d'apparition. Nous avons réalisé deux convertisseurs de ce type au moyen de principes différents.

##### 1.1.2.1. - Décharge d'un condensateur dans la jonction émetteur-base d'un transistor :

Ce dispositif proposé par GREEN (1967) utilise la propriété physique d'un transistor qui, dans des conditions particulières de fonctionnement, permet d'obtenir un courant d'émetteur décroissant de manière hyperbolique lorsque l'on décharge une capacité dans sa jonction émetteur-base (Figure n° 5).

La démonstration de cette possibilité est longue et sans objet dans cette étude. Pour plus de détails, nous renvoyons le lecteur à la publication originale. Le schéma est très simple et met en oeuvre un transistor et un condensateur. Un commutateur permet de charger le condensateur à une tension  $V_0$  lorsqu'il est fermé pendant un temps  $t$ . Lorsque le commutateur s'ouvre, le condensateur C se décharge à travers la jonction émetteur-base du transistor. Le courant s'écoule à travers la résistance de charge du collecteur. C'est aux bornes de cette résistance que l'on recueille une tension image de la décharge hyperbolique.

#### 1.1.2.2. - Réalisation pratique :

Le circuit de ce convertisseur fréquence-tension est, à quelques détails près, directement réalisé à partir du schéma de principe.  $V_0$  est fourni par un générateur de tension à basse impédance. La durée de la charge  $D$  est donnée par la relation :

$$D = \frac{\alpha C}{I_0}$$

$I_0$  étant le courant collecteur fonction de  $R_C$  et de la tension d'alimentation ( $\sim 10$  volts). Avec  $I_0 = 0,1$  ma et  $\alpha = \frac{1}{40}$  à  $20^\circ\text{C}$ ,  $D = 1$  milliseconde pour  $C = 4$  microfarads.

La fréquence maximale que l'on peut mesurer est de  $1$  KHz.

Pour réaliser une courbe image des variations de fréquence, on associe au schéma de principe un échantillonneur-bloqueur (Figure n° 6). Le monostable n° 2 réalise un retard constant qui permet d'échantillonner la décharge hyperbolique avant l'apparition de l'impulsion suivante. Le monostable n° 1 réalise la largeur de l'impulsion d'échantillonnage. Le monostable n° 3 définit la largeur de l'impulsion de charge du condensateur  $C$ .

Ces monostables sont des circuits intégrés TTL 74121. Les commutateurs de charge de  $C$  et d'échantillonnage sont des F.E.T. 2N4091 commandés par des transistors 2N1305. La source de tension  $V_0$  est un LM 309 J calé à la valeur de  $+10$  volts. L'échantillonneur-bloqueur est réalisé au moyen de deux amplificateurs opérationnels 8007 caractérisés par un faible courant de polarisation et une grande impédance d'entrée. Le schéma de cet élément est classique (UNDERWOOD, 1972).

La contre-réaction totale lui procure une excellente linéarité. Nous utilisons ce circuit dans toutes nos réalisations de convertisseurs.

#### 1.1.2.3. - Interprétation des résultats :

Ce fréquencemètre qui utilise les propriétés d'une jonction PN à semiconducteur est entaché d'une forte dérive en température. GREEN (1967) auteur du système original, décrit en détail les causes de cette dérive. A température stable, la durée de la charge est fixée. Pour une variation de  $1^\circ\text{C}$  on a une



erreur de 6/100, c'est-à-dire 60 Hz à la fréquence maximale (1000 Hz), ce qui est beaucoup. On peut imaginer une compensation en température du système en agissant sur la durée de charge. Pour cela, on emploie une thermistance qui agit sur la durée du monostable n° 3. On peut également envisager de thermostatier le transistor de décharge. Mais la dérive nous paraît trop importante pour être maîtrisée d'une manière satisfaisante.

Bien que nous ayons été séduit par la simplicité du principe de ce système de conversion fréquence-amplitude, nous n'avons pas poussé plus avant sa réalisation devant les précautions nécessaires à une précision malgré tout relative.

Nous avons expérimenté ce montage dans les conditions suivantes :

Avant chaque mesure, on calibre le circuit au moyen d'un train d'impulsions de 1 KHz. On ajuste la durée de charge pour une sortie de 10 volts. Dans ces conditions on obtient sur une décade une linéarité de  $\pm 5\%$ .

#### 1.1.2.4. - Simulation d'une hyperbole au moyen d'une somme d'exponentielles :

Il est possible de réaliser une grande variété de fonctions mathématiques au moyen d'une somme d'exponentielles ou de segments d'exponentielles (ALEWIJNSE et al., 1969; DURNAL, 1977).

Il est ainsi possible de réaliser une hyperbole. Le principe de cette méthode de mesure de la fréquence instantanée est identique à celui décrit précédemment, excepté la décharge hyperbolique qui est ici réalisée au moyen de la somme de 6 exponentielles.

La décharge d'un condensateur dans une résistance est une exponentielle dont la pente est proportionnelle à la constante de temps RC. HUXLEY et al. (1963) ont montré que l'on peut simuler une hyperbole avec une précision de 1/1000 au moyen de 6 exponentielles (Figure n° 7). Les six cellules RC sont chargées simultanément par des impulsions de largeur constante. A la fin de la charge, les capacités se déchargent dans leur résistance respective, réalisant 6 exponentielles de pente variable, dont la somme simule une hyperbole, qui donne une amplitude inverse à la période des impulsions.

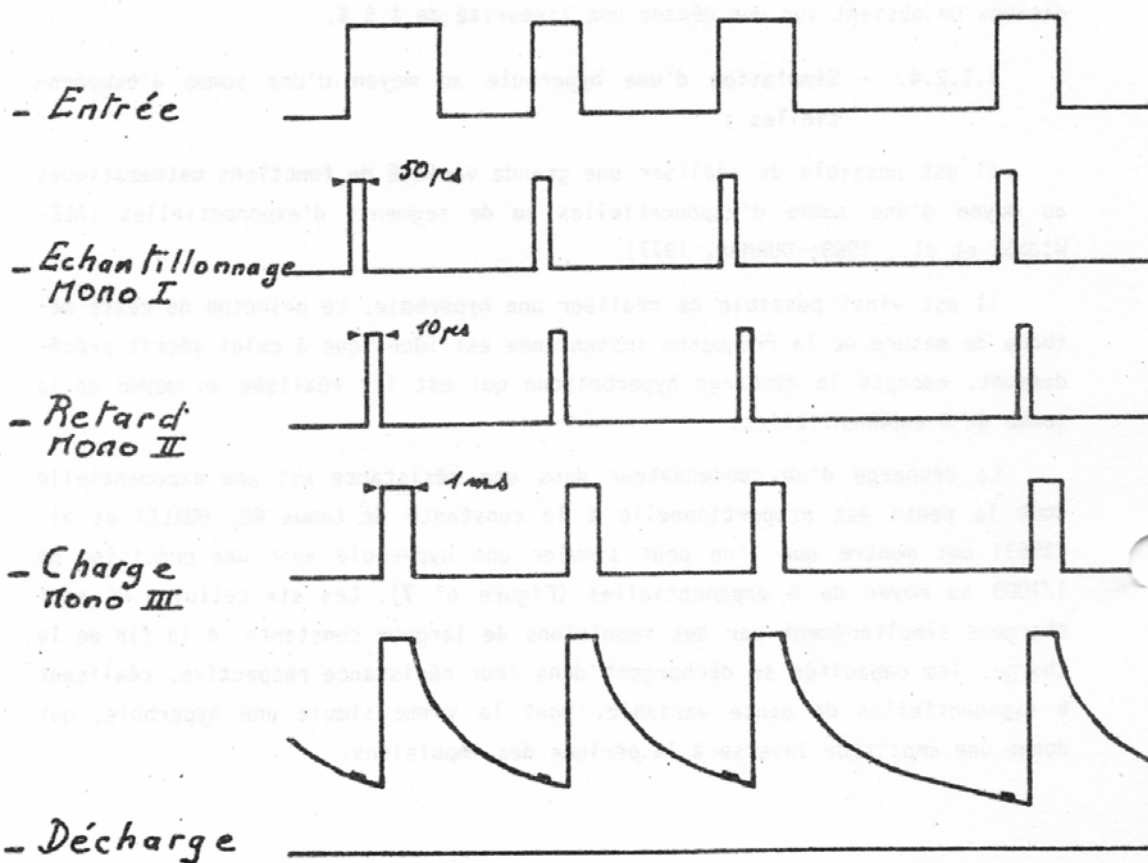
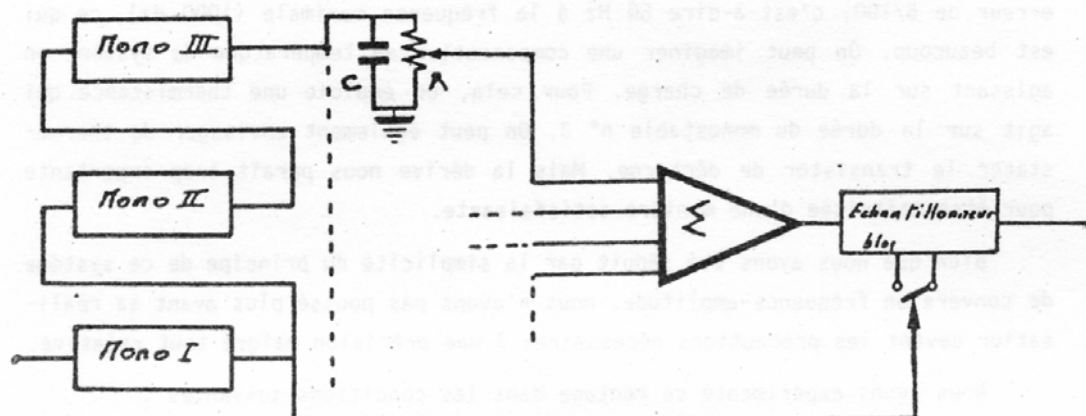


Figure 7 : Schéma de principe du convertisseur à simulation d'hyperbole par somme d'exponentielles.



#### 1.1.2.4.1. - Réalisation pratique :

Les circuits d'entrée et de sortie sont les mêmes que ceux décrits précédemment. On retrouve ainsi le même nombre de monostables et le même échantillonneur-bloqueur (Figure n° 8). Pour assurer une charge homogène et complète des capacités, le monostable n° 3 attaque le convertisseur hyperbolique par l'intermédiaire d'un circuit de puissance réalisé par les transistors 2N1711 et MJE521. Les diodes 1N914 (ou mieux 1N3595) évitent la décharge des capacités dans les circuits amont. L'ajustage des exponentielles est effectué au moyen des différents potentiomètres P. Les 6 exponentielles sont sommées sous une forte impédance au moyen d'un sommateur constitué par un amplificateur opérationnel 8007. La courbe des variations d'amplitude en fonction de la fréquence est obtenue grâce à un échantillonneur-bloqueur. La réalisation d'un tel dispositif est aussi simple que son principe. Il faut noter une propriété particulière de ce dernier, qui permet d'obtenir des décharges différentes de l'hyperbole en changeant les valeurs des constantes de temps RC. C'est ainsi que nous avons réalisé au moyen de cette méthode un convertisseur fréquence-amplitude linéaire mais également logarithmique à base 2 dont l'amplitude double par octave (TESTON, 1971, 1972) (Figure n° 9).

#### 1.1.2.4.2. - Interprétation des résultats :

Ce dispositif très séduisant comporte cependant un inconvénient sérieux, qui réside dans la difficulté à ajuster précisément les exponentielles pour simuler au mieux l'hyperbole. Nous employons pour cela un oscilloscope à écran plat de grande dimension (TEKTRONIX 5, 103 N) sur lequel nous avons tracé auparavant les courbes idéales. Après un réglage à vue sur l'écran de l'oscilloscope, on parfait l'étalonnage au moyen de fréquences connues, en partant toujours des extrémités (1000 et 50 Hz). Chaque cellule RC interférant sur les autres, le travail d'étalonnage est très long et fastidieux. La précision du dispositif est uniquement fonction de cette opération. Les composants qui génèrent l'hyperbole étant des composants passifs, la dérive en température est très faible et ne dépend, pour l'essentiel, que de celle des étages d'entrée du sommateur 8007. Elle est négligeable dans les conditions d'utilisation en laboratoire. Sur une dynamique de 50 à 1000 Hz, la linéarité est de  $\pm 2\%$  en linéaire comme en logarithmique (Figure n° 10). On peut donc considérer ce dispo-

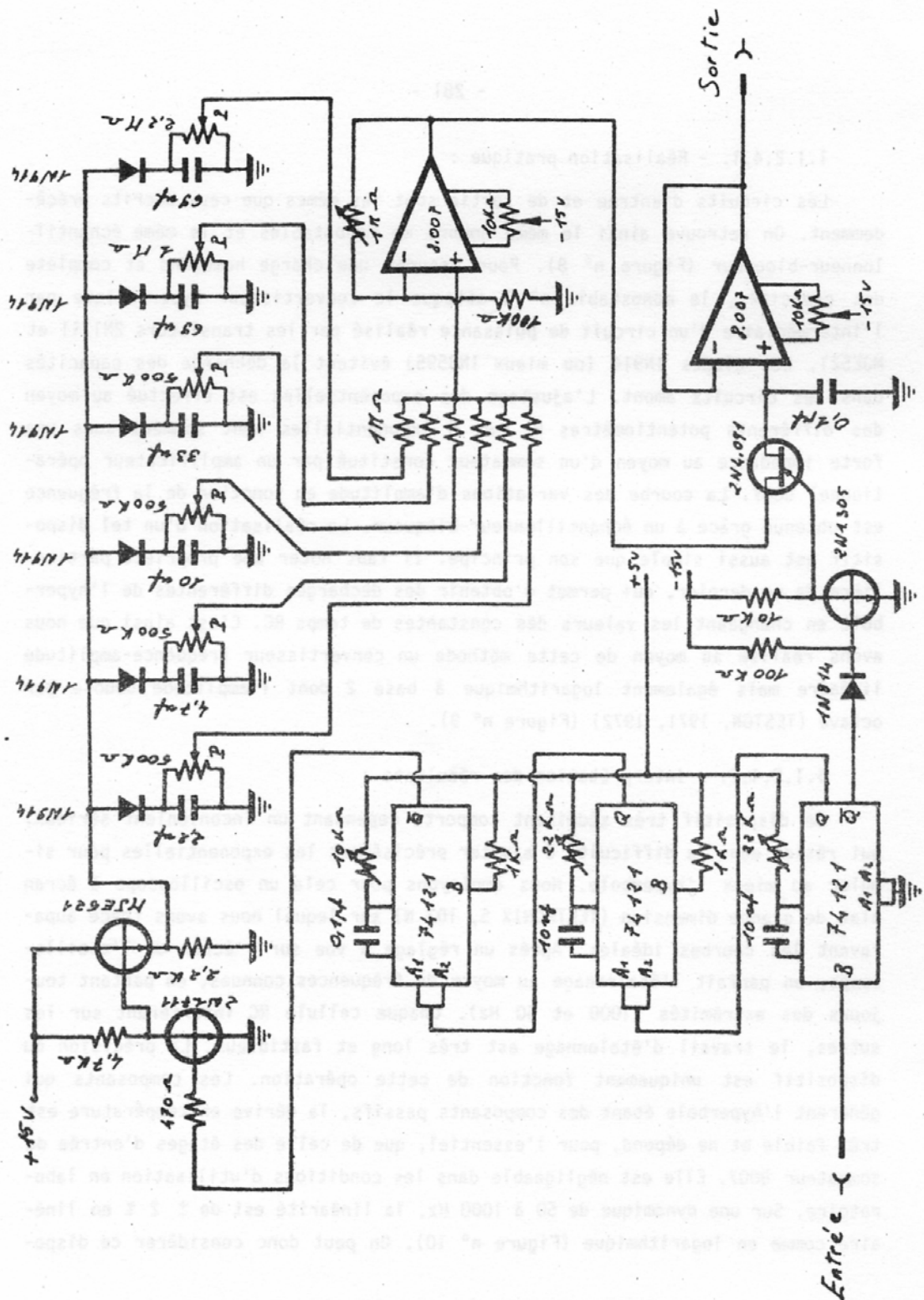


Figure 8 : Circuits du convertisseur à simulation d'hyperbole par somme d'exponentielles.

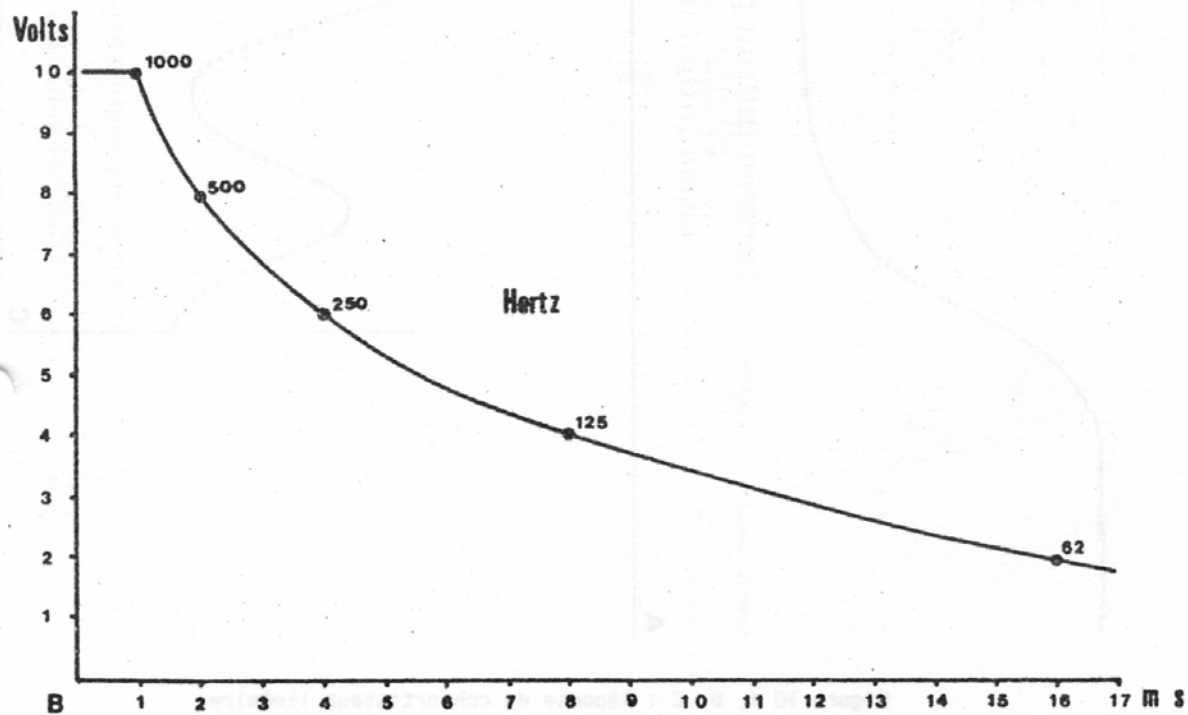
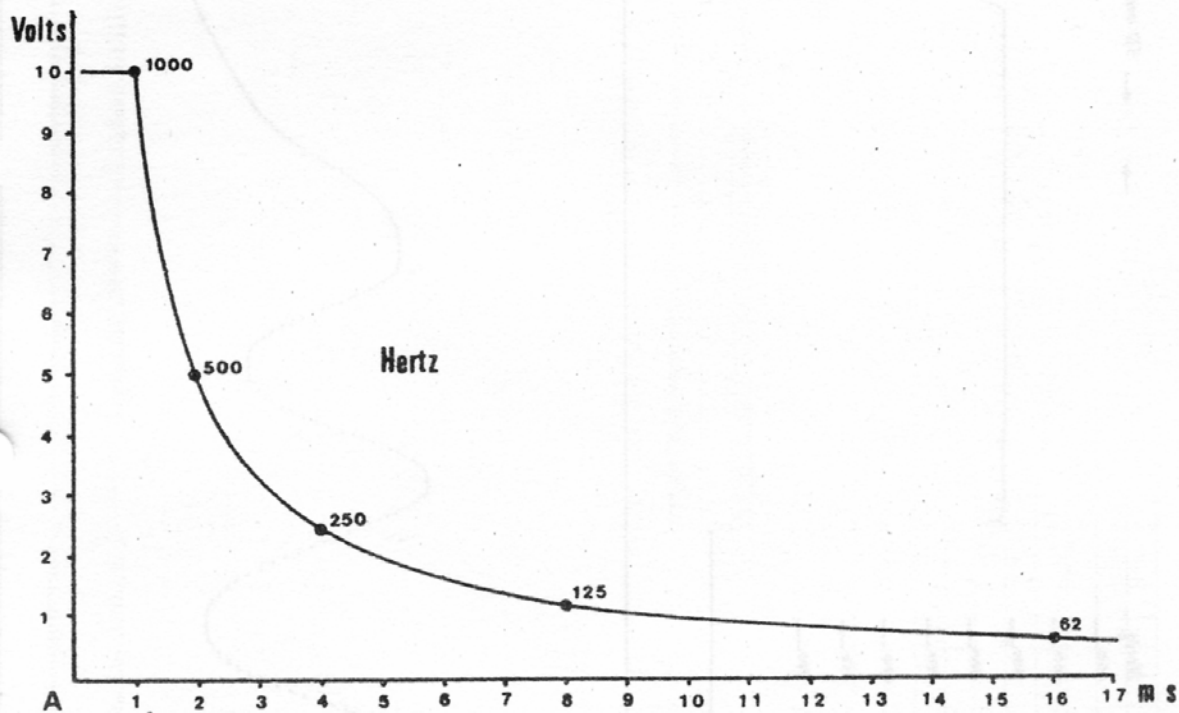


Figure 9 : Réponse des convertisseurs linéaire: (A)  
et logarithmique à base 2 (B).

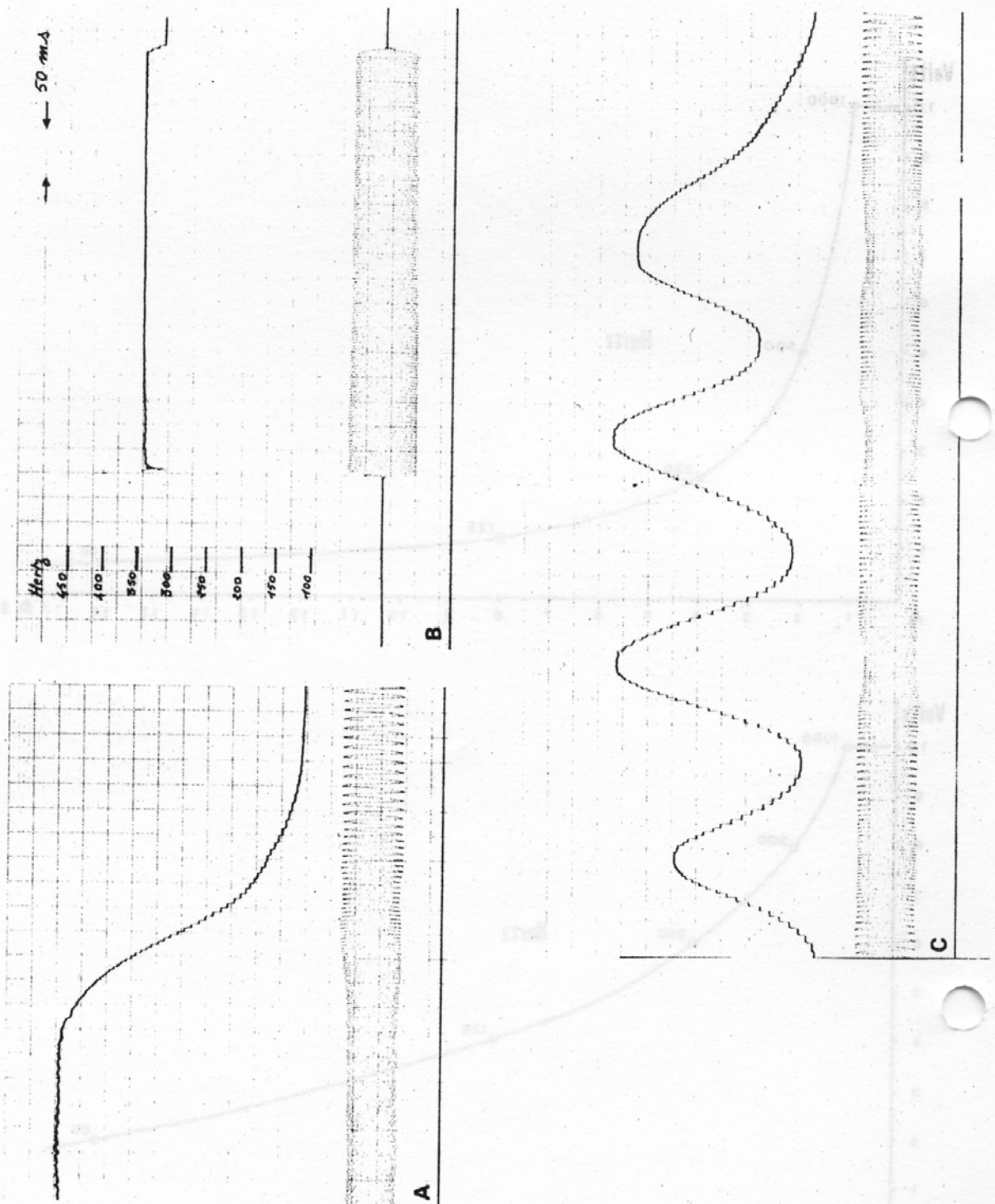


Figure 10 A, B, C : Réponse du convertisseur linéaire  
aux mêmes signaux que pour la figure 3.

On note la plus grande rapidité de réponse de ce système.

sitif de conversion fréquence-amplitude instantanée comme très satisfaisant et disposant de qualités évidentes. Cependant, sa calibration est délicate et ne permet pas d'obtenir une précision aussi bonne que la stabilité du principe le laisse supposer.

### 1.2. - Les fréquencemètres à mesure de période intermédiaire :

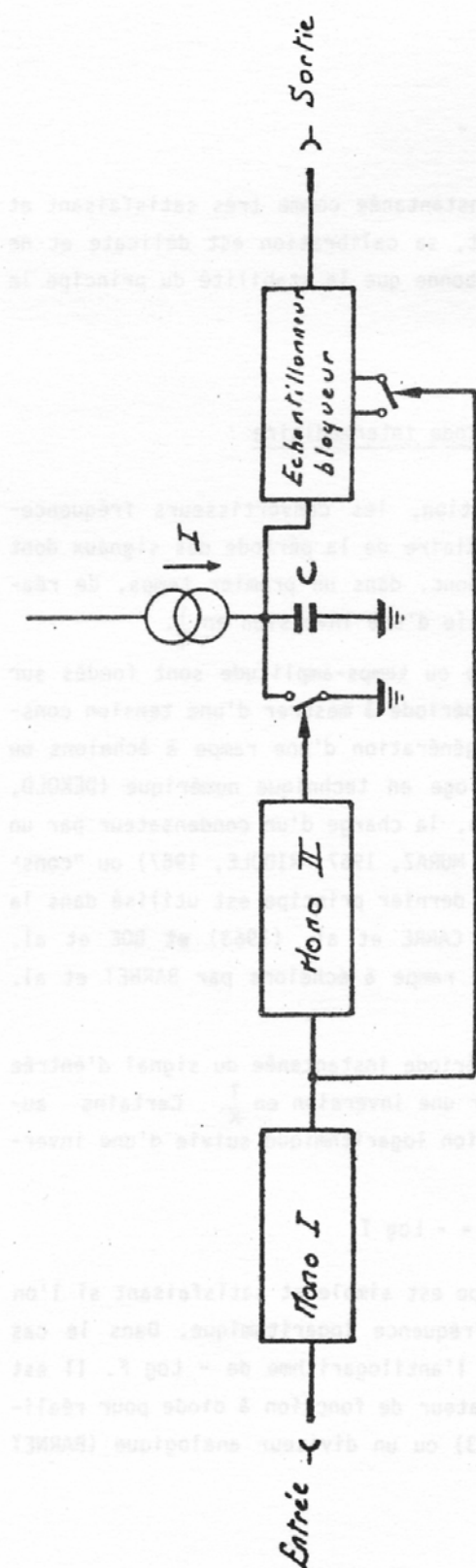
Nous considérons sous cette appellation, les convertisseurs fréquence-amplitude qui utilisent la mesure intermédiaire de la période des signaux dont on veut mesurer la fréquence. Il s'agit donc, dans un premier temps, de réaliser une conversion période-amplitude suivie d'une inversion en  $\frac{1}{T}$ .

La plupart des convertisseurs période ou temps-amplitude sont fondés sur trois principes. L'intégration pendant la période à mesurer d'une tension constante (GRAEME, 1977; BROCKMAN, 1977), la génération d'une rampe à échelons ou "staircase generator" au moyen d'une horloge en technique numérique (DEKOLD, 1977) ou analogique (STRANGE, 1977), enfin, la charge d'un condensateur par un courant constant (BILDSTEIN et al., 1965; MURAZ, 1967; RIDDLE, 1967) ou "constant current pump" (CICCHIELLO, 1977). Ce dernier principe est utilisé dans la réalisation de détecteurs de mélodie par CARRE et al. (1963) et BOE et al. (1971) entre autres, et le principe de la rampe à échelons par BARNET et al. (1979).

On convertit le signal image de la période instantanée du signal d'entrée en une tension fonction de la fréquence par une inversion en  $\frac{1}{x}$ . Certains auteurs utilisent pour ce faire une conversion logarithmique suivie d'une inversion de signe :

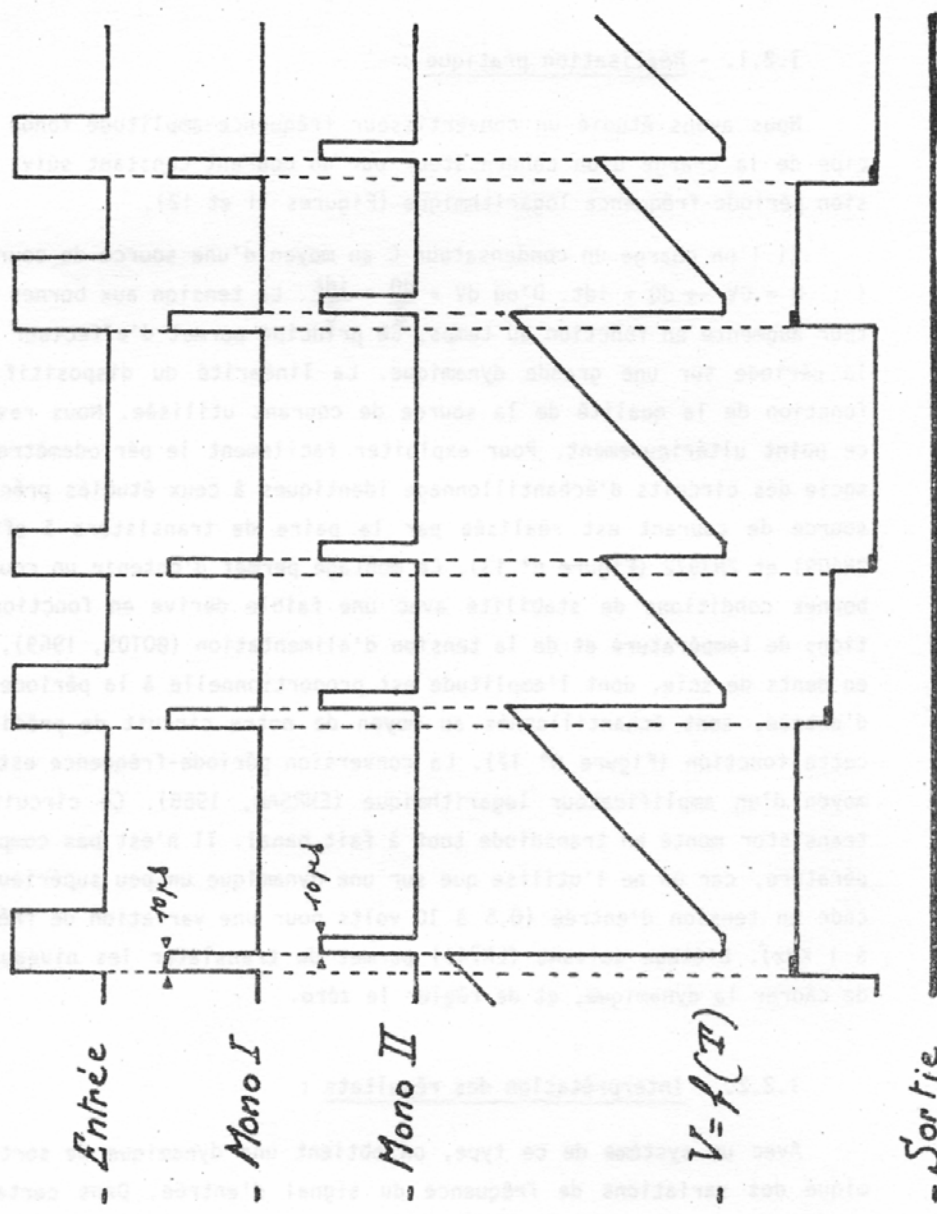
$$F = \frac{1}{T} \quad \text{Log } F = - \text{Log } T$$

(MURAZ, 1967; BOE et al., 1971). Ce principe est simple et satisfaisant si l'on désire une dynamique des variations de fréquence logarithmique. Dans le cas contraire, il est nécessaire de réaliser l'antilogarithme de  $- \text{Log } F$ . Il est peut-être plus simple d'utiliser un générateur de fonction à diode pour réaliser une hyperbole en  $\frac{1}{x}$  (CARRE et al., 1963) ou un diviseur analogique (BARNET et al., 1979).



Figures 11 et 12 : Principe du convertisseur période-amplitude.





### 1.2.1. - Réalisation pratique :

Nous avons étudié un convertisseur fréquence-amplitude fondé sur le principe de la charge d'un condensateur par un courant constant suivi d'une inversion période-fréquence logarithmique (Figures 11 et 12).

Si l'on charge un condensateur  $C$  au moyen d'une source de courant constant  $i$  :  $Q = CV \rightarrow dQ = idt$ . D'où  $dV = \frac{dQ}{C} = \frac{idt}{C}$ . La tension aux bornes du condensateur augmente en fonction du temps. Ce principe permet d'effectuer la mesure de la période sur une grande dynamique. La linéarité du dispositif est surtout fonction de la qualité de la source de courant utilisée. Nous reviendrons sur ce point ultérieurement. Pour exploiter facilement le périodemètre, on lui associe des circuits d'échantillonnage identiques à ceux étudiés précédemment. La source de courant est réalisée par la paire de transistors à effet de champ 2N4091 et 2N3972 (Figure n° 13). Ce montage permet d'obtenir un courant dans de bonnes conditions de stabilité avec une faible dérive en fonction des variations de température et de la tension d'alimentation (BOTOS, 1969). Les signaux en dents de scie, dont l'amplitude est proportionnelle à la période des signaux d'entrée, sont échantillonnés au moyen de notre circuit de prédilection pour cette fonction (Figure n° 17). La conversion période-fréquence est réalisée au moyen d'un amplificateur logarithmique (EHRSAM, 1968). Ce circuit utilise un transistor monté en transdiode tout à fait banal. Il n'est pas compensé en température, car on ne l'utilise que sur une dynamique un peu supérieure à une décade en tension d'entrée (0,5 à 10 volts pour une variation de fréquence de 50 à 1 KHz). L'étage suivant (LM741) permet de translater les niveaux de sortie, de cadrer la dynamique, et de régler le zéro.

### 1.2.2. - Interprétation des résultats :

Avec un système de ce type, on obtient une dynamique de sortie logarithmique des variations de fréquence du signal d'entrée. Dans certaines de nos applications telles que la mesure des variations mélodiques de la parole ou de la hauteur des notes de musique chantée, cette représentation est commode. L'avantage principal de ce type de fréquencemètre est d'offrir une excellente précision de la mesure de la période. Le principe de la charge d'un condensa-

teur par un courant constant permet d'obtenir une excellente linéarité entre 50 et 1000 Hz. Elle n'est en aucun cas supérieure à  $\pm 0,5 \%$  à 20 degrés C et la dérive en température est inférieure à  $10^{-3}$  par °C. Ceci est dû à la qualité de la source de courant. La mesure de la fréquence est plus distordue par l'utilisation d'un amplificateur logarithmique (Figure n° 14). Sa linéarité n'est dans ce cas jamais supérieure à  $\pm 3 \%$ , la dérive en température étant plus importante. Cependant il est possible d'améliorer ces résultats en utilisant un amplificateur logarithmique plus précis et compensé en température tel que celui proposé par DOBKIN (1969).

## 2. - LA CONVERSION NUMERIQUE :

L'étude des différentes techniques de conversion fréquence-amplitude que nous avons testées montre qu'il est difficile d'obtenir une linéarité meilleure que  $\pm 2 \%$ , cette distorsion de linéarité étant généralement due au passage période-fréquence. Pour cette raison, on a longtemps préféré utiliser pour des mesures précises, des convertisseurs période-amplitude (CARRE et al., 1963). Le développement des circuits intégrés numériques permet d'envisager des compteurs précis pour la mesure des périodes et des systèmes plus ou moins sophistiqués de restitution de la fréquence sous forme d'un affichage instantané pour les fréquences lentes ou d'une tension par conversion numérique analogique. Ainsi FILLEAU et al. (1973) et HODGSON (1969) ont réalisé un détecteur de mélodie et un fréquencesmètre cardiaque. La valeur de la période instantanée du phénomène dont on veut connaître la fréquence est généralement obtenue par comptage des impulsions d'une horloge. Après mise en mémoire dans un registre des valeurs des compteurs, le temps est converti soit en amplitude en fonction de la période par conversion directe du contenu des compteurs binaires, soit en fonction de la fréquence au moyen d'un convertisseur numérique-analogique hyperbolique (RIMANICH et al., 1977). On peut également utiliser des compteurs particuliers pour réaliser l'inversion période-fréquence (FICHTENBAUM, 1977). Pour simplifier les circuits et supprimer les compteurs et horloges, certains auteurs utilisent la conversion période-amplitude au moyen de la charge d'un con-

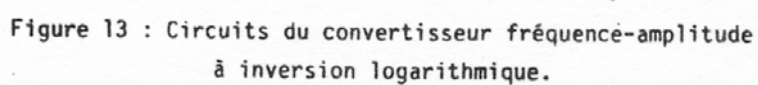


Figure 13 : Circuits du convertisseur fréquence-amplitude  
à inversion logarithmique.

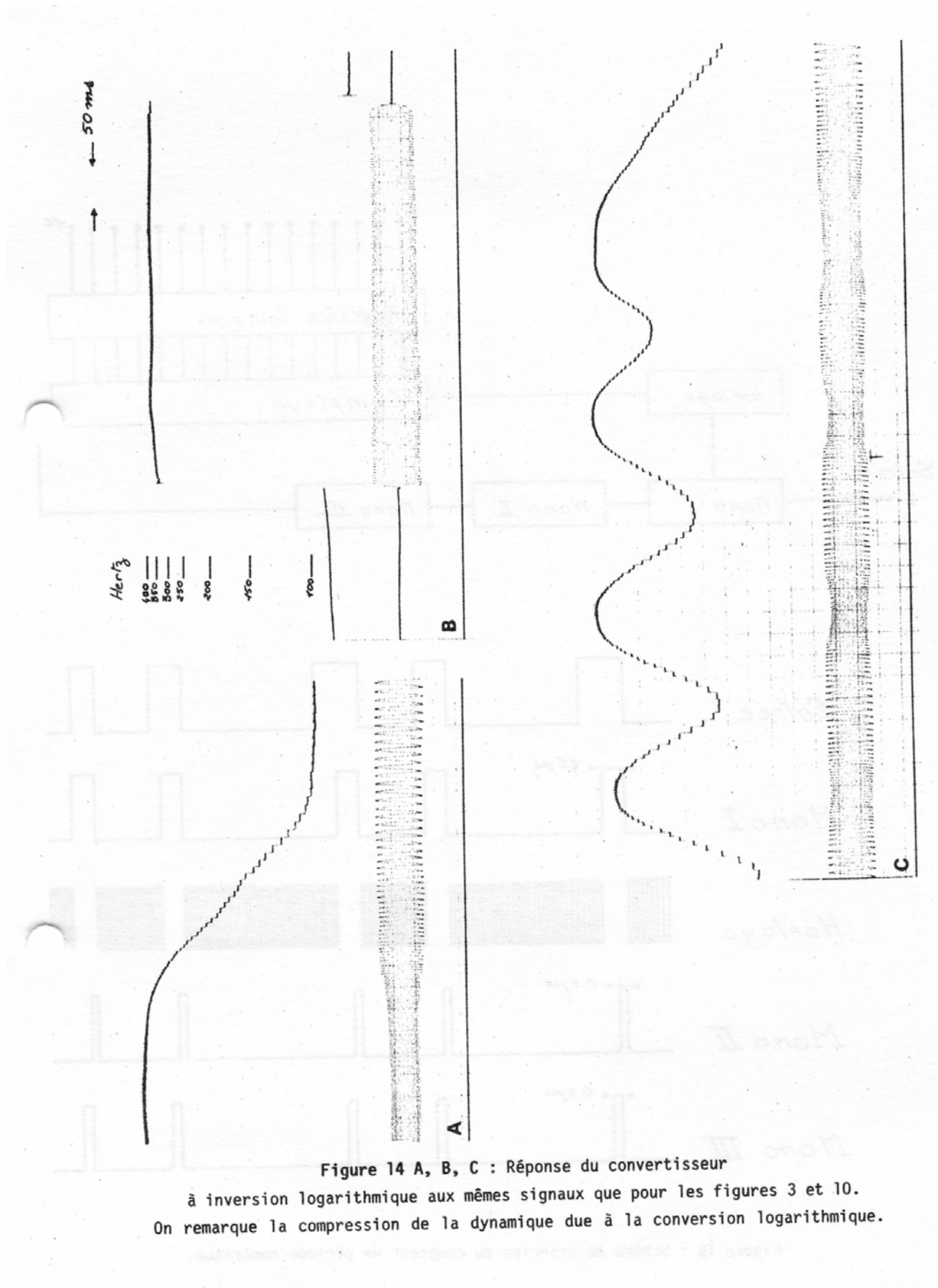


Figure 14 A, B, C : Réponse du convertisseur  
à inversion logarithmique aux mêmes signaux que pour les figures 3 et 10.  
On remarque la compression de la dynamique due à la conversion logarithmique.

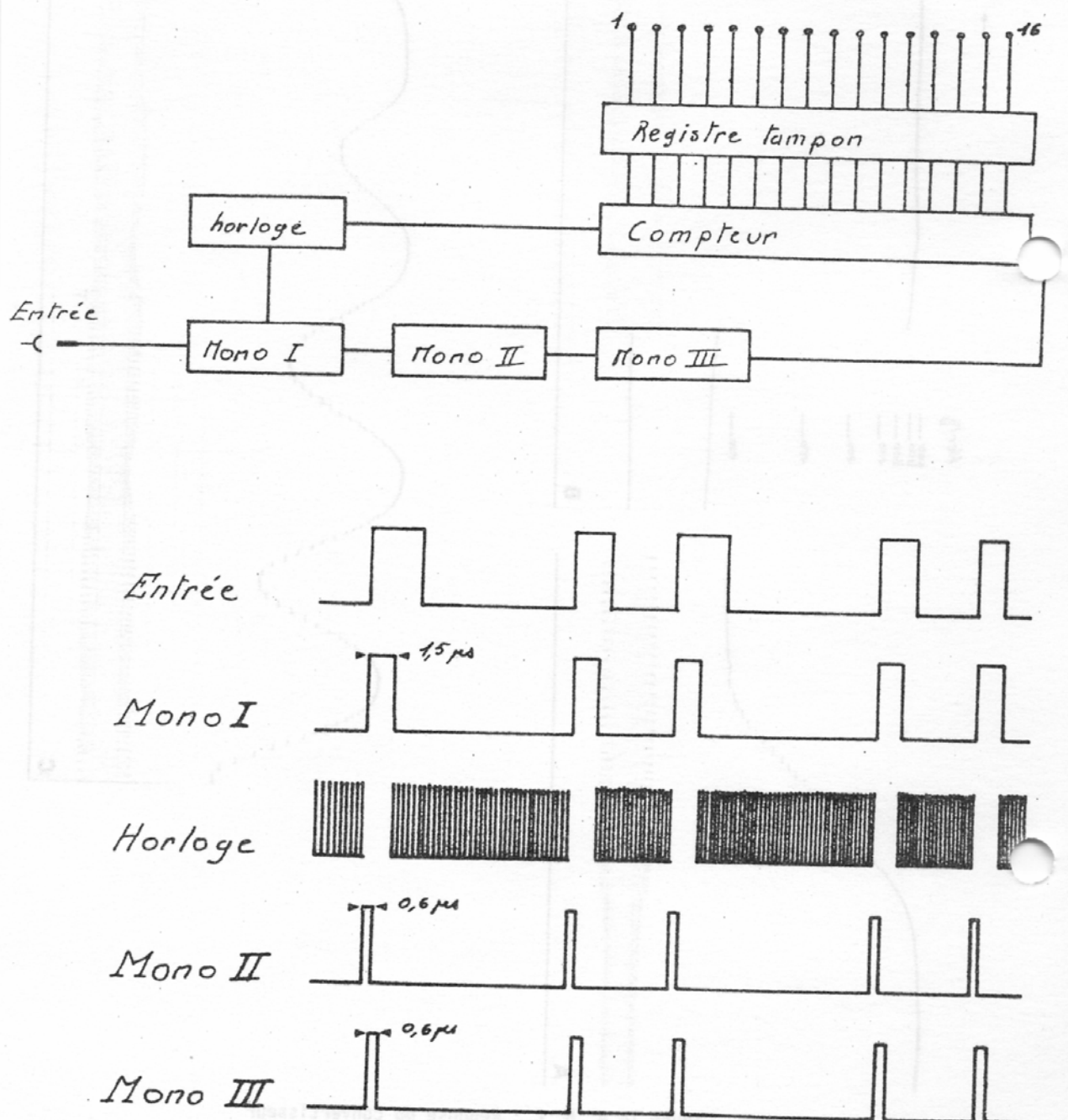
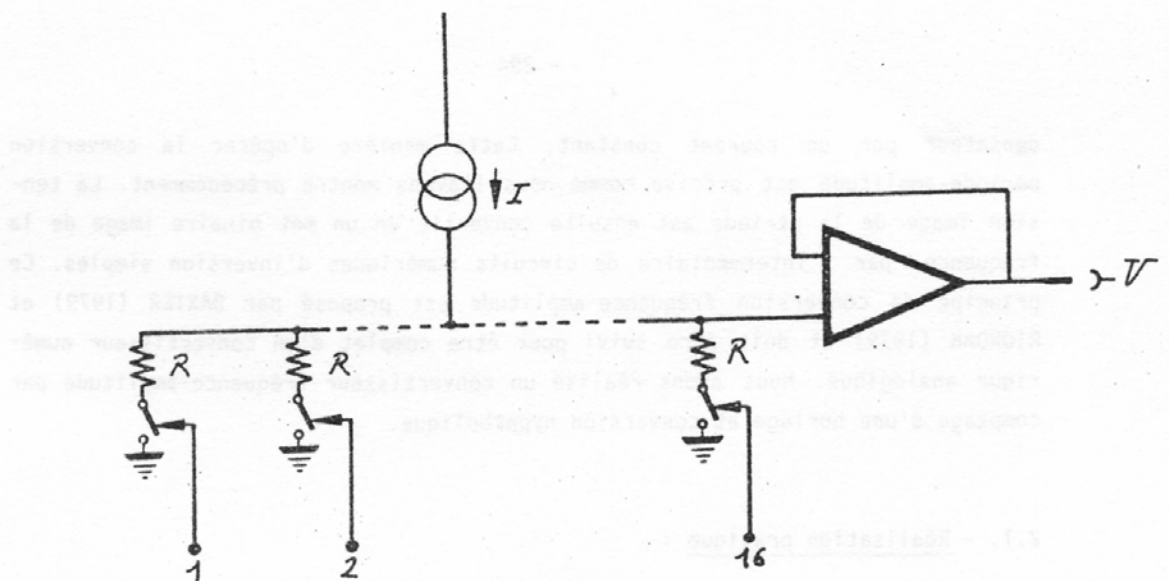


Figure 15 : Schéma de principe du compteur de période numérique.





$$V = \frac{R}{n} I$$

Figure 16 : Schéma de principe du convertisseur numérique-analogique inverseur.

densateur par un courant constant. Cette manière d'opérer la conversion période-amplitude est précise comme nous l'avons montré précédemment. La tension image de la période est ensuite convertie en un mot binaire image de la fréquence, par l'intermédiaire de circuits numériques d'inversion simples. Ce principe de conversion fréquence-amplitude est proposé par BAXTER (1979) et RIORDAN (1979) et doit être suivi pour être complet d'un convertisseur numérique analogique. Nous avons réalisé un convertisseur fréquence-amplitude par comptage d'une horloge et conversion hyperbolique.

## 2.1. - Réalisation pratique :

Le périodemètre permet de compter le temps au moyen d'une horloge entre des impulsions dont on veut connaître la fréquence instantanée (Figure n° 15). A la fin du comptage, un registre tampon garde en mémoire le contenu du compteur pendant toute la durée de la période suivante. Une logique constituée par les monostables 1, 2 et 3 remet à zéro le compteur après basculement du registre et le cycle recommence à chaque période. On a donc à la sortie du registre un mot binaire, valeur en fonction de la fréquence de l'horloge, de la durée entre les impulsions d'entrée. Il est converti au moyen d'un convertisseur numérique-analogique particulier en une tension dont l'amplitude est proportionnelle à la fréquence (Figure n° 16). Ce convertisseur est constitué par des interrupteurs qui font varier la valeur d'une résistance chargée par un courant constant. La différence de potentiel aux bornes de cette résistance, est proportionnelle à la relation de la loi d'Ohm. En choisissant les valeurs des résistances en rapport avec la valeur numérique des impulsions d'entrée, il est possible d'obtenir une amplitude proportionnelle à leur fréquence d'apparition instantanée.

Les impulsions d'entrée sont mises en forme par un monostable 74121 d'une durée de 1,5 microseconde. Sa sortie bloque l'horloge et attaque le second monostable qui fixe l'impulsion de basculement du registre tampon (4 x 7475). Le troisième monostable génère une impulsion qui remet les compteurs (4 x 74190) à zéro (Figure n° 17). Le signal de bascule du registre-tampon peut être maintenu à zéro par une commande extérieure pour conserver en mémoire la valeur

instantanée de la fréquence à un moment donné qui peut être programmé par un compteur extérieur.

L'horloge est constituée par un multivibrateur stabilisé par quartz. Sa fréquence est de 1 MHz. Après division par 2 et 4 on peut cadencer des compteurs avec les fréquences de 1 MHz, 500 KHz et 250 KHz, qui correspondent à des dynamiques de sortie de 1 KHz, 500 et 250 Hz (Figure n° 18). La sortie du comptage se fait sur 16 bits, la valeur de l'horloge est de 1000 F Max pour avoir le moins d'erreurs possibles sur la commutation des compteurs et éviter des problèmes de virgule (FILLEAU et al., 1973). La résolution de 16 bits du compteur permet également d'utiliser tous les bits des mots de calcul du miniordinateur sur lequel il est connecté. Le convertisseur numérique-analogique qui réalise la fonction inverse du comptage ( $\frac{1}{T}$ ) est réalisé par un réseau de 16 résistances d'une progression en R, 2R, 4R, 8R (Figure n° 19). Ces résistances sont commutées par des transistors à effet de champ 2N4091 commandés par les sorties du registre-tampon au moyen d'un interface déjà utilisé précédemment qui est constitué par des transistors 2N1305. La source de courant est également déjà décrite, et utilise deux transistors F.E.T. (2N4091 et 2N3972). Le courant constant est fixé à la valeur de 2,5 milliampères, sa valeur est choisie pour obtenir une tension de 10 volts à la fréquence maximale. Les deux transistors sont montés sur un radiateur commun permettant une égalité thermique des deux éléments. La dérive en courant, fonction de la température de la source est de l'ordre de 1 microampère/°C. Un amplificateur opérationnel à forte impédance d'entrée 8007 A, monté en suiveur, permet la mesure de la tension aux bornes des résistances. Son gain est ajouté à la valeur unité.

## 2.2. - Interprétation des résultats :

La partie numérique ne présente pas de difficultés particulières de réalisation. La fréquence de l'horloge étant très élevée, la précision de ce fréquencemètre est essentiellement fonction de la qualité de la source de courant. La valeur des résistances est ajustée avec un pont de précision WAYNE-KERR B 331, la valeur du courant constant au moyen de fréquences stables correspondant à des tensions de sortie fixes. La précision est de  $\pm 1/1000$  entre 50 et

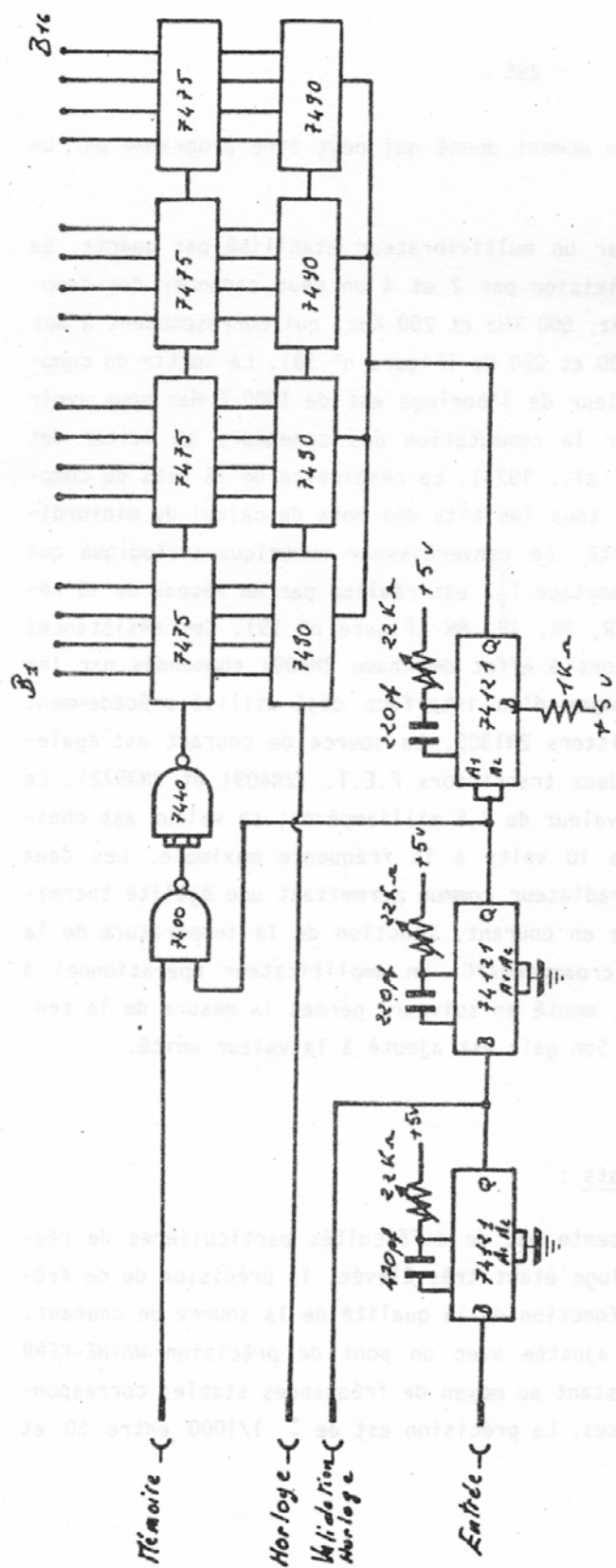
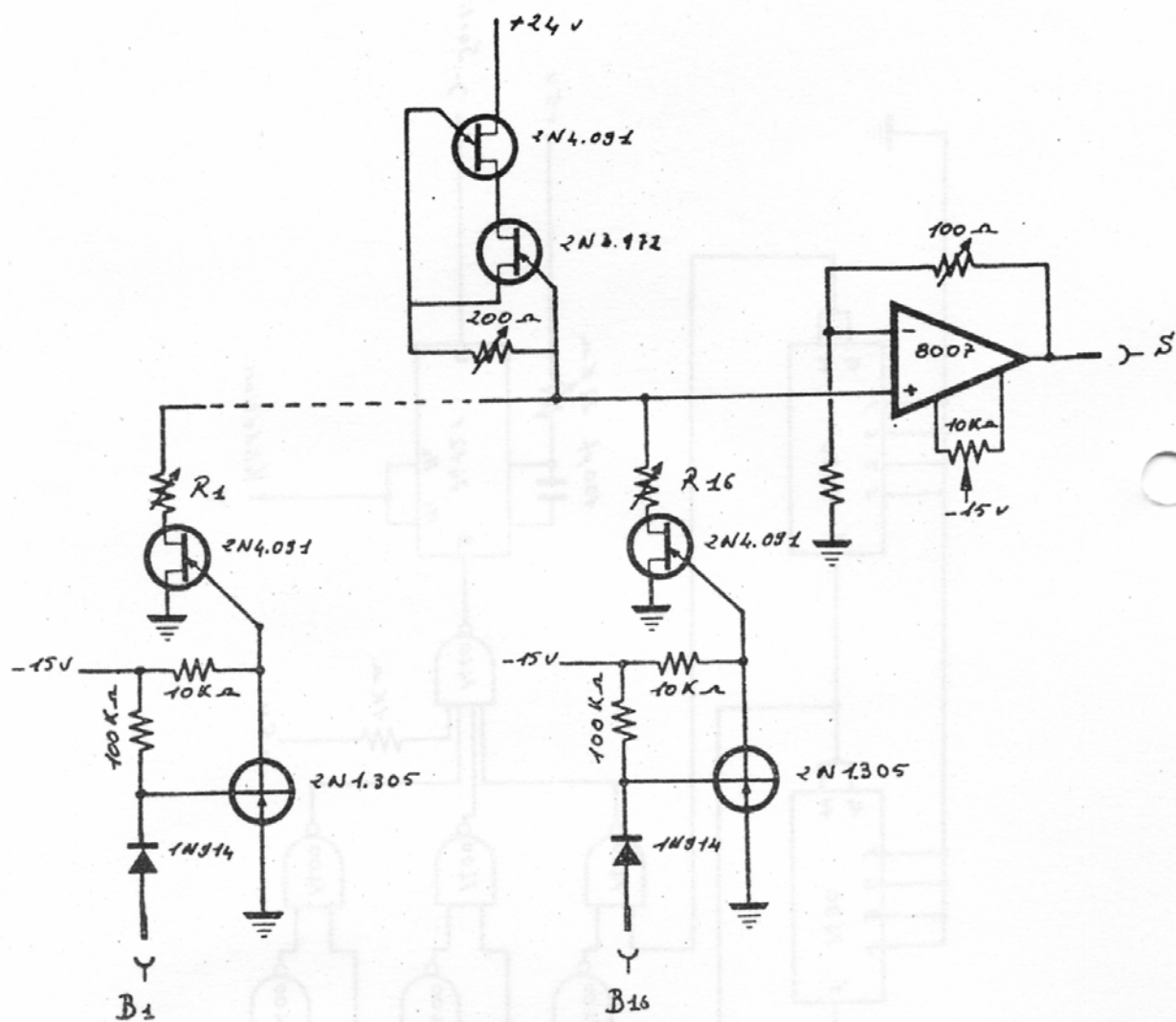


Figure 17 : Circuits du compteur de période.





$R_1$	$R_2$	$R_3$	$R_4$	$R_5$	$R_6$	$R_7$	$R_8$
4k $\Omega$	2k $\Omega$	1k $\Omega$	500k $\Omega$	400k $\Omega$	200k $\Omega$	100k $\Omega$	50k $\Omega$
$R_9$	$R_{10}$	$R_{11}$	$R_{12}$	$R_{13}$	$R_{14}$	$R_{15}$	$R_{16}$
40k $\Omega$	20k $\Omega$	10k $\Omega$	5k $\Omega$	4k $\Omega$	2k $\Omega$	1k $\Omega$	500 $\Omega$

Figure 19 : Circuits du convertisseur numérique-analogique inverseur.



1000 Hz à 20 °C (500 mV à 10 volts). Depuis que nous utilisons ce convertisseur nous n'avons jamais mesuré une erreur de linéarité supérieure à  $\pm 0,3 \%$  (Figure n° 4). Nous avons jugé cette linéarité suffisante. En conclusion nous sommes très satisfait de ce convertisseur fréquence-tension car, outre sa très bonne précision, il dispose de nombreuses qualités particulières. En jouant sur les fréquences d'horloge il est possible de réaliser un fréquencemètre instantané de précision pour des mesures T.B.F. et jusqu'à des fréquences de plusieurs centaines de KHz. Les sorties du registre-tampon, qui représentent la valeur de la période instantanée des impulsions d'entrée peuvent être envoyées dans un calculateur pour traitements ultérieurs (TESTON, 1975). Nous utilisons ce convertisseur sur un détecteur de mélodie intégré à un système d'analyse des paramètres prosodiques connecté à un calculateur. Ceci permet de traiter les courbes de mélodie et d'intensité, de visualiser les patrons intonatifs et d'effectuer des corrections automatiques de variation non pertinentes de la fréquence fondamentale (TESTON et al., 1977).

#### Conclusion :

Nous venons de décrire les différents principes de conversion fréquence-amplitude instantanée que nous avons particulièrement étudiés. Il doit en exister de nombreuses variantes que nous ne connaissons pas. S'il existe de nombreuses solutions, elles ne sont pas pour autant toutes efficaces. Cependant, nous pouvons déduire de nos investigations sans crainte de nous tromper que réaliser un fréquencemètre en technique analogique d'une précision de l'ordre de 1 % est une opération assez difficile. Le meilleur rapport performance-prix nous semble résider dans une solution combinant un comptage pour le calcul de la période associé à un convertisseur N-A réalisant l'inversion  $\frac{1}{T}$ . Cependant, cette solution que nous n'avons pas réalisée ne nous semble pas universelle. Chaque type de phénomène dont on veut mesurer la fréquence peut avoir une solution mieux adaptée. Le choix est fonction de la précision désirée, de la dynamique et de la rapidité de variation du phénomène, ainsi que du prix du fré-

quencemètre, et de ses conditions d'utilisation. Ce choix nous apparaît plus difficile que la réalisation elle-même.

#### BIBLIOGRAPHIE

ALEWIJNE, M.A. and KOSTER, W.G. (1969), "A modular exponential function generator", I.P.O., 4, 172-174.

ARBEL, A.F. (1980), Analog signal processing and instrumentation, Chapter 7, 253-254, Cambridge University Press, Cambridge.

BARNET, T.G. and MILLAR, J. (1979), "Instantaneous frequency meter measures biomedical variables", Electronics, Aug. 30, 143.

BAXTER, K. (1979), "Hyperbolic clock inverts time", Electronics, Jul. 5, 132.

BILDSTEIN, P. et GLANGEAUD, F. (1965), "Dispositif de mesure de très faibles intervalles de temps entre signaux transitoires de basse fréquence et de forme identique", L'Onde électrique, n° 457, 492-498.

BOE, L.J. et RAKOTOFIRINGA, H. (1971), "Exigences, réalisation et limites d'un appareillage destiné à l'étude de l'intensité et de la hauteur d'un signal acoustique", Revue d'acoustique, n° 14, 104-114.

BOTOS, B. (1969), "FET current regulators circuits and diodes", Motorola Semiconductor Product, Inc., AN-462, p. 11.

BROCKMAN, D. (1977), "Synchronous ramp generator maintains output linearity", Circuits for electronics engineers, Electronics Book Series, edited by Weber, S., Mc-Graw-Hill, New York, 158.

CAMPBELL, J.D. (1970), "A simple frequency difference detector", E.E.E., Nov. 1970, 80.

CARRE, R.; LANCIA, R.; PAILLE, J. et GSELL, R. (1963), "Etude et réalisation d'un détecteur de mélodie pour l'analyse de la parole", L'Onde électrique, n° 498, 797-803.

- CICCHIELLO, F.N. (1977), "Timer IC stabilizes sawtooth generator", Circuits for electronics engineers, Electronics Book Series, edited by Weber, S., 166-167.
- DEKOLD, D.F. (1977), "Counter and decoder-driver produces staircase voltage", Circuits for electronics engineers, Electronics Book Series, edited by Weber, S., Mc Graw-Hill, New York, 157.
- DOBKIN, R.C. (1969), "Log Converters", Linear application handbook, National Semiconductor Corp., AN-30, p. 4.
- DURNAL, R.G. (1977), "Approximating waveforms with exponential functions", Design techniques for electronics engineers, Electronics Book Series, Mc Graw-Hill, New York, 156-157.
- EHRMAM, B. (1967), "Transistor logarithmic conversion using an integrated operational amplifier", Motorola Semiconductor Product Inc., AN-261, p. 8.
- FICHTENBAUM, M.L. (1977), "Counter inverts period to measure low frequency", Circuits for electronics engineers, Electronics Book Series, edited by Weber, S., Mc Graw-Hill, New York, 85-86.
- FILLEAU, M. et LHOTE, F. (1973), "Mesure logarithmique de fréquence instantanée par un dispositif digital", Revue d'acoustique, n° 27, 231-234.
- GRAEME, J.C. (1973), Application of operational amplifiers, Mc Graw-Hill, New York, Chap. 6, 201.
- GRAEME, J.G. (1977), Designing with operational amplifiers, Mc Graw-Hill, New York, Chap. 9, 247-251.
- GREEN, D.G. (1967), "A transistor instantaneous frequency meter", Medical and Biological Engineering, vol. 5, 387-390.
- HODGSON, R. (1969), "A personalized heart-rate monitor with digital readout", Motorola Semiconductor Products Inc., AN-311, p. 4.
- HUXLEY, A. and PASCOE, J.E. (1963), "Reciprocal time interval display-unit", Proceedings Journal of Physiology, vol., 167, 40-42.
- LONG, D. (1967), "LM2907 Tachometer applications", Linear Application Handbook, National Semiconductor Corp., AN-162, 16.

- MURAZ, J.M. (1967), "Fréquence-mètre analogique et logarithmique sans constante de temps - 80 à 1000 Hertz", Electronique industrielle, n° 104, 543-544.
- NELSON, C. (1973), "Versatile timer operates from microseconds to hours", Linear Applications Handbook, National Semiconductor Corp., An-97, 10.
- PARSONS, B. and SLOMKOWSKI, J. (1971), Application Reports, RNA-4, Texas Instruments, 80-81.
- RIDDLE, G. (1967), "Time amplitude converters using linear ramps", Electronics Engineering, Vol. Oct. 1967, 600-603.
- RIORDAN, R.H. (1979), "D-A converter simplifies hyperbolic clock", electronics, Nov. 22, 121.
- RITMANICH, W.; BLAIR, B. and DEBOWEY, B. (1977), "Digital to Analog converter generates hyperbolic functions", Application note AN-23, Precision Monolithic Inc., p. 3.
- STRANGE, M. (1977), "Staircase generator resists output drift", Circuits for electronics engineers, Electronics Book Series, edited by Weber, S., Mc Graw-Hill, New York, 160.
- TANAKA, S. and BROWN, W.L. (1977), "Low frequency discriminator utilizes analog delay", Design techniques for electronics engineers, Electronics Book Series, Mc Graw-Hill, New York, 133-134.
- TESTON, B. (1971), "Description d'une unité d'analyse des paramètres prosodiques", Proceedings of the seventh international congress of Phonetic sciences, Mouton, La Haye, 1040-1046.
- TESTON, B. (1972), "Description d'un système de détection de l'intensité et de la mélodie de la voix", T.I.P.A., vol. 1, 129-145.
- TESTON, B. (1975), "Description d'un système informatique adapté au contrôle de processus expérimentaux et à l'instrumentation", Cahiers de Psychologie, 18, 127-147.
- TESTON, B. et ROSSI, M. (1977), "Un système de détection automatique du fondamental et de l'intensité", Actes des J.E.P., G.A.L.F., 111-117.

UNDERWOOD, R.K. (1972), "New design techniques for F.E.T. Op Amps", Linear Application Handbook, National Semiconductor Corp., AN-63, 6-7.